

Amplificador MMIC distribuido de bajo ruido en la banda 210MHz-12GHz

Sergio Torre Calleja, Amparo Herrera Guardado

Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria.

Edificio I+D+i de Ingeniería de Comunicaciones, Plaza de la Ciencia s/n, 39005 Santander (Cantabria)

sergio.torre@unican.es

Abstract- Nowadays the use of UWB (Ultra Wide-Band) components is increasing in telecommunication systems, a great deal of designers use them so as to simplify the global system. A low noise amplifier MMIC on GaAs for 210MHz-12GHz applications is presented. The MMIC LNA provides a 20dBm 1dB compression point meanwhile it maintains a noise figure of less than 4dB. On the other hand it achieves a small signal gain of 20dB among the bandwidth. The design process and simulations are shown in this paper.

I. INTRODUCCIÓN

Cada día se pueden ver más sistemas capaces de operar en bandas diferentes, bien sea por protocolos típicos de seguridad, por aprovechar de forma óptima el espectro disponible o por comodidad a la hora de seleccionar los componentes necesarios del diseño; por ello cada vez es más común emplear en el diseño sistemas de comunicación de Banda-Ultraancha (UWB).

Inicialmente, el planteamiento de un proyecto UWB con requisitos característicos de alta potencia o bajo ruido requería de la utilización de componentes optimizados para cada banda, lo que exige que cada elemento sea diseñado y fabricado en exclusividad, elevando considerablemente el coste total del sistema. Para evitar esto, las investigaciones de los últimos años plantean la opción de componentes UWB que abarquen el ancho de banda del sistema completo de alta potencia y/o bajo ruido, dejando que sean los diferentes filtros de cada banda los encargados de conformar la señal. Este puede ser un caso típico de los sistemas de comunicaciones por satélite, donde se necesitan características muy específicas que abarquen el ancho de banda de cada transpondedor, que aunque cada uno opere en una región del espectro limitada, el ancho de banda global abarca varios GHz.

Por otro lado, sistemas como los RADAR transmiten una señal en un ancho de banda muy estrecho pero la señal recibida en el receptor se ve ensanchada, con lo que también es un sistema dependiente de componentes UWB.

Es un hecho que el mercado de los sistemas de Banda-Ultraancha ha continuado creciendo en los últimos años. En base a esto se planteó el diseño de un amplificador que cubriese una banda desde los 210MHz hasta los 12GHz con especificaciones de una figura de ruido moderada y alta potencia de salida, adecuado para varios sistemas de comunicaciones ya descritos.

Con estos requerimientos de diseño, el mejor modelo que cubre nuestras necesidades es el de un amplificador distribuido en tecnología monolítica de GaAs, en concreto se va a emplear la tecnología ED02AH de OMMIC. Al

implementar el diseño en monolítico se incrementa el grado de complejidad del diseño, ya que es necesario prever y asegurar el comportamiento óptimo del circuito antes de la fabricación aunque por el contrario, es la tecnología idónea para los sistemas de comunicaciones a los que está planteado debido al ahorro en el coste final.

II. AMPLIFICADOR DISTRIBUIDO

Un amplificador distribuido convencional de cuatro etapas responde a la topología mostrada en la Fig. 1, donde se pretende combinar las transconductancias de los elementos activos sin sufrir las restricciones impuestas por las capacidades parásitas internas del transistor [1]. Para ello se unen éstos por medio de autoinducciones a las líneas de puerta y drenador que junto a las capacidades forman líneas de transmisión artificiales y de esta forma se consiguen grandes anchos de banda hasta altas frecuencias. Idealmente la señal de entrada se distribuye por la línea de puerta y se inyecta homogéneamente en la puerta de los transistores para, una vez amplificada, sumarse en fase en la línea de drenador aumentando la ganancia por la adición de cada etapa. Por otro lado, la parte de señal no sumada en fase en drenador o no inyectada en la puerta de los transistores es absorbida por las resistencias de carga situadas en el extremo de ambas líneas, previniendo la reflexión de la señal y con ello que se sume destructivamente a nuestra señal de salida.

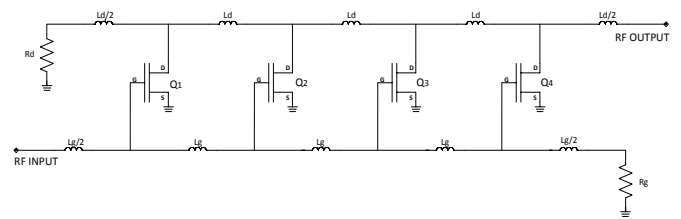


Fig. 1. Amplificador distribuido clásico de 4 etapas

Debido a que la implementación de las autoinducciones descritas en este diseño en tecnología monolítica resulta poco práctica -puesto que son los elementos de mayor dimensión- en un diseño real se sustituyen por segmentos de línea equivalentes. El valor de dichas autoinducciones está impuesto a priori puesto que la inducción de la línea de puerta viene determinada por la impedancia de carga de la línea, mientras que el valor de la inducción de la línea de drenador está fijado por la siguiente ecuación [2]:

$$L_G C_{GS} = L_D C_{DS} \quad (1)$$

En este diseño se ha decidido añadir una capacidad serie a la puerta del transistor de cada etapa para que no queden fijados los parámetros de (1) y sea posible una optimización del diseño más precisa. Por otro lado -en un primer estudio- se determinó que el número óptimo de etapas del circuito eran cuatro, como se puede ver en la Fig. 2, ya que ofrece una respuesta en frecuencia más plana que el resto, aumentando considerablemente el ancho de banda. Los siguientes puntos a prestar atención son la ganancia y la potencia de salida: para ello se ha modificado también la configuración por etapa con una configuración de dos transistores en cascode.

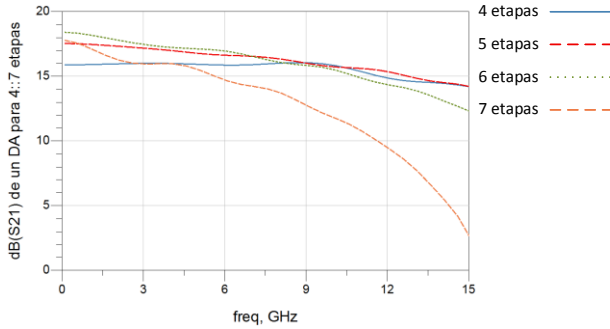


Fig. 2. Parámetro S21 según el número de etapas

A. Líneas de Transmisión

La equivalencia entre cada autoinducción a un segmento de línea es una relación directamente proporcional a su valor nominal, a la impedancia característica de la línea y a la constante dieléctrica del sustrato. Según [3], se puede concluir que la respuesta en frecuencia de un amplificador distribuido es controlada predominantemente por la línea de puerta, mientras que la de drenador determina la ganancia en baja frecuencia.

B. Etapa cascode

La configuración tradicional quedó descartada dado que originaba problemas de estabilidad, lo que derivó en una nueva topología: sustituir el elemento activo de cada etapa por una cascode de dos transistores [4], maximizando así la ganancia y corrigiendo los pequeños problemas de estabilidad. El cascode elegido se puede ver en la Fig. 3, donde se muestra una tensión auxiliar V_{control} encargada de forzar una caída de tensión V_{DS} idéntica para ambos transistores.

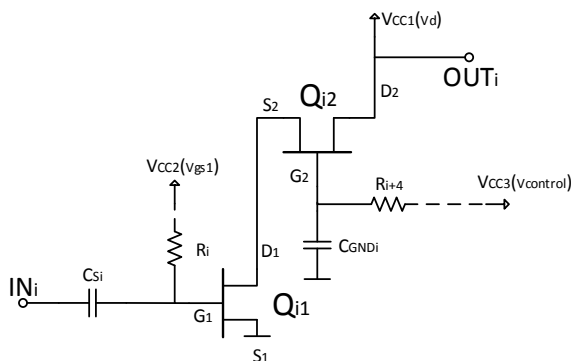


Fig. 3. Etapa del amplificador distribuido: Configuración cascode

El empleo de una etapa cascode incrementa la ganancia considerablemente mientras que se consigue que cada transistor opere dentro de la zona lineal. Por otro lado, el valor de los parásitos internos del conjunto de ambos transistores varía llegando a corregir la inestabilidad en pequeña señal detectada en el caso anterior. Puesto que el consumo por la línea de puerta es muy bajo, la utilización de las resistencias como choque de RF mostradas en la Fig. 3 es suficiente para polarizar el transistor inferior del cascode de cada etapa por puerta. La capacidad C_{GND} actúa como choque de RF en la red de polarización, mientras que C_s es la capacidad mencionada anteriormente que permite ajustar el valor de inductivo que completan las líneas artificiales en (1).

C. Red de polarización

Como la corriente en la puerta de los transistores apenas supera los 500uA, es factible el diseño de redes de polarización en la puerta de ambos componentes del cascode como redes de resistencias de alta impedancia (1KΩ) y conseguir la misma tensión en la puerta tanto los transistores inferiores como los superiores del cascode.

La red de polarización en drenador es un caso distinto, debido a la elevada corriente que pasa a través de la línea y a la necesidad de un buen choque de RF, se requiere un estudio más cuidadoso. Durante el diseño se implementó una red con carga activa, puesto que de esa manera se aumentaría el ancho de banda hasta DC mientras que se consigue un buen aislamiento a cambio de aumentar el consumo en potencia.

Aunque esta solución cumplía todas las exigencias y las simulaciones parecían indicar un buen diseño, un estudio posterior de la estabilidad en gran señal del circuito demostró que no era un planteamiento robusto. Bajo la tolerancia especificada por el fabricante de cada componente, el circuito diseñado tendía a oscilar en el 80% de los casos. Con esto, y dado que la tecnología ED02AH no ofrece valores de inducciones para un choque de RF a tan baja frecuencia, fue necesario emplear una como polarización de RF en drenador una autoinducción externa al monolítico.

III. SIMULACIONES

El circuito simplificado del amplificador completo se puede encontrar en la Fig. 4. Se han simulado todos los resultados que se mostrarán en este apartado.

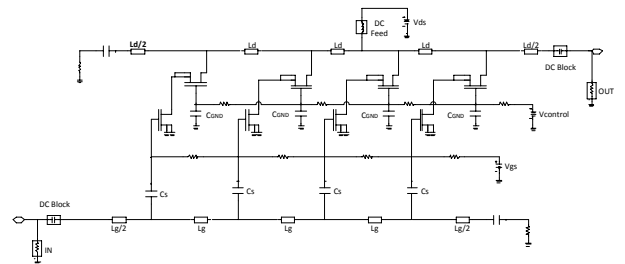


Fig. 4. Etapa del amplificador distribuido: Configuración cascode

A. Figura de Ruido

Como se indicó anteriormente la configuración cascode establecida da cierta libertad a los requisitos de ganancia y potencia del amplificador, por lo que el punto de polarización elegido es determinado buscando una figura de ruido mínima. Lamentablemente se observó que la adaptación era

muy pobre, lo que obligó a buscar un punto de polarización próximo donde la adaptación fuese aceptable. En la Fig. 5 se pueden ver ambas figuras de ruido: la curva superior indica la figura de ruido real del amplificador, prácticamente inferior a 4dB hasta pasados los 11GHz, mientras la figura de ruido óptima (curva inferior) es menor de 4dB en toda la banda.

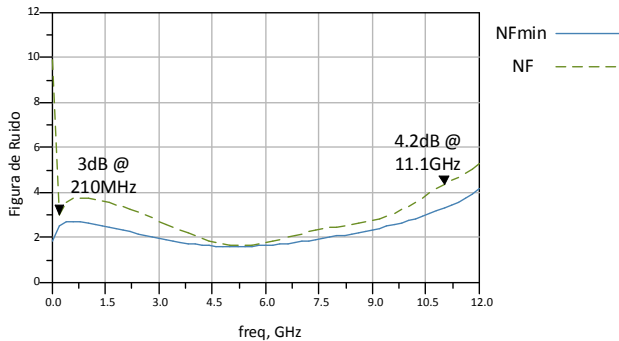


Fig. 5. Figura de ruido del amplificador

Por otro lado al estudiar los ciclos de carga de los transistores de cada etapa (mostrados en la Fig. 6) se puede ver que aunque es un punto de polarización adecuado en ruido, si el único requisito impuesto fuese la potencia proporcionada por el amplificador, es posible obtener una potencia idéntica de RF a la salida -estudiando de nuevo el punto de polarización- para un consumo mucho menor a coste de degradar la figura de ruido.

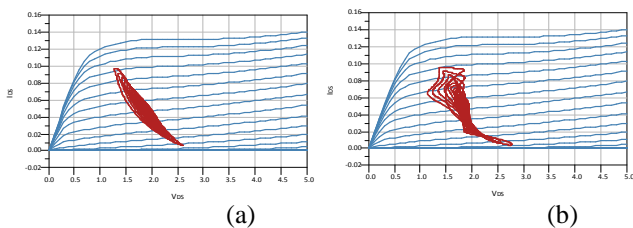


Fig. 6. Ciclos de carga: (a) transistor inferior, (b) transistor superior

De igual manera, se puede ver que si se necesita una potencia mayor a la salida es posible encontrar puntos de trabajo optimizados en potencia.

B. Potencia a la salida

El amplificador, con las características indicadas a lo largo del documento, tiene un punto de compresión 1dB (P_{1dB}) de 20dBm, pudiendo alcanzar los 23dBm como potencia máxima, mostrado en la Fig. 7. La ganancia en gran señal se encuentra en torno a los 20dB.

Dado que el diseño se enfocó especialmente tanto en la figura de ruido como en el ancho de banda del sistema, es lógico pensar que para el mismo diseño, es posible buscar un nuevo punto de trabajo donde se optimice la potencia de RF a la salida.

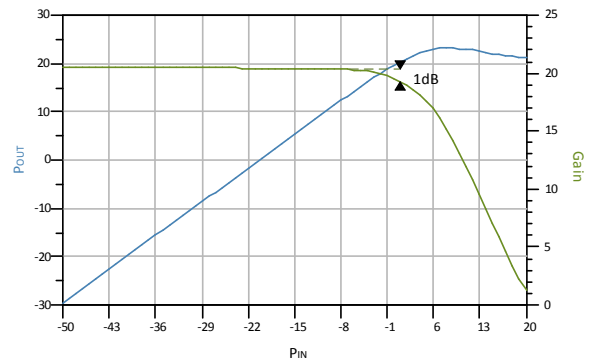


Fig. 7. Potencia de salida del amplificador distribuido a 6GHz: P_{1dB}

Realizando un cambio en el punto de trabajo sobre el mismo circuito, se puede ver en la Fig. 8 cómo es capaz de alcanzar una potencia de RF máxima a la salida de 26dBm. Esta potencia se obtiene al aumentar la tensión drenador-fuente de cada transistor a 4V (mientras que en el caso anterior eran 2V), de manera que se produce un incremento de la corriente por etapa de 100mA. Por otro lado el punto de compresión 1dB se da para una salida de 23dBm, aumentando la linealidad del circuito prácticamente al doble del caso anterior.

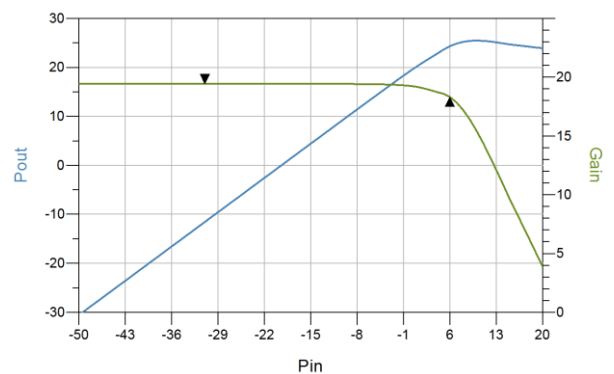


Fig. 8. Potencia de salida optimizada en potencia a 6GHz: P_{1dB}

La evolución del P_{1dB} del amplificador diseñado se muestra en la Fig. 9. Se puede ver que en toda la banda es superior a 14dBm, aunque supera los 17dBm hasta los 11GHz. Demostrándose que aunque el diseño esté planteado para un LNA, las prestaciones en potencia del amplificador son aceptables.

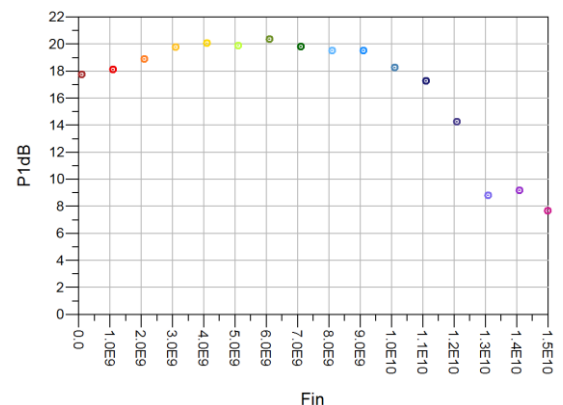


Fig. 9. Evolución del P_{1dB} a la salida

El layout del circuito diseñado para este trabajo se muestra en la Fig. 10, donde se pueden apreciar las diferentes líneas artificiales de puerta y drenador a izquierda y derecha respectivamente.

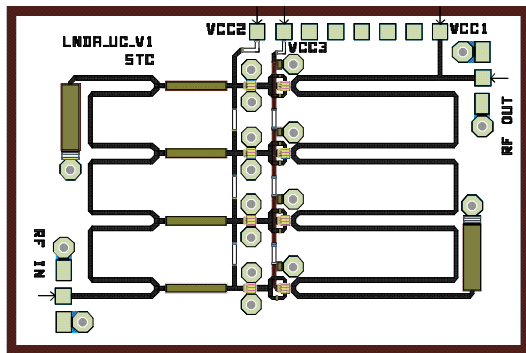


Fig. 10. Diseño monolítico del amplificador distribuido

C. Parámetros pequeña señal

Como elemento en bajo ruido la ganancia en pequeña señal se estudió como un parámetro crítico: el amplificador es capaz de amplificar aproximadamente unos 20dB en todo el ancho de banda. En la Fig. 11 se puede ver como la ganancia varía entre los 19 y los 21dB a lo largo de la banda, encontrándose el mínimo en torno a los 3GHz.

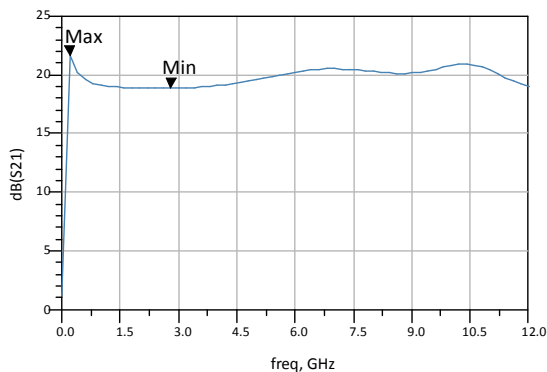


Fig. 11. Ganancia en pequeña señal del amplificador

La propia configuración de un amplificador distribuido ha permitido obtener una ganancia relativamente plana demostrando ser una topología idónea en un diseño UWB. Los requisitos de adaptación se han fijado a 10dB; en la Fig. 12 se puede ver tanto la adaptación de entrada como de salida. Mientras que la adaptación de salida se mantiene inferior al valor impuesto en toda la banda, la adaptación de entrada supera los 10dB en torno a los 3.5, 9 y 12GHz. Una posible solución sería la utilización de cargas activas como elementos de adaptación en banda en la entrada del diseño, puesto que debido al gran ancho de banda del amplificador no se pueden aplicar las técnicas clásicas de adaptación.

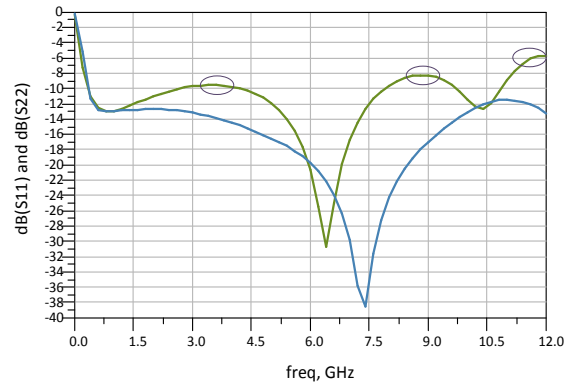


Fig. 12. Adaptación a la entrada y a la salida

En esta primera versión del monolítico no se ha implementado ninguna técnica debido a que se quieren contrastar las medidas del circuito una vez fabricado y comprobar dónde está el mejor ajuste con la simulación. Pudiéndose mejorar la adaptación en la banda específica de trabajo.

IV. CONCLUSIONES

En vista a los datos obtenidos se puede deducir que los resultados en simulación son muy favorables. La figura de ruido del amplificador, menor de 4dB, presenta buenas características para un amplificador de esta configuración. A cambio, el amplificador diseñado ofrece una potencia considerable a la salida, con una ganancia en torno a los 20dB, en un sistema UWB sin degradar la figura de ruido. Actualmente el diseño ha sido mandado a fabricación y se espera contrastar la simulación con una medida real.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido realizado gracias a la financiación del proyecto HORFI: Tecnologías de RF para terminales MIMO de banda ultra-ancha, TEC2012-38402-C04-04 del Ministerio de Economía y Competitividad del Gobierno de España.

REFERENCIAS

- [1] Y. Ayasli, R.L. Mozzi et al, "A Monolithic GaAs 1-13Ghz Traveling-Wave Amplifier", IEE Transactions on electron devices, Vol. ED-29, NO 7, July 1982, pp. 1072-1077.
- [2] K. Entesari, A. Reza, A. Helmy, "CMOS Distributed Amplifiers With Extended Flat Bandwidth and Improve Input Matching Using Gate Line With Coupled Inductors", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 57, NO. 12, December 2009, pp. 2862-2867
- [3] J.B. Beyer, S.N. Prasad, et al, "MESFET Distributed Amplifier Design Guidelines", IEE Transactions on microwave and techniques, Vol. MIT-32, NO. 3, March 1984, pp. 268-275.
- [4] Y.C. Liu, S.H. Weng, H.Y. Chang, et al, "Bandwidth Enhancement of Cascode Distributed Amplifiers Using Inductive Peaking Technique and modified m-derived Network", Proceedings of the Asia-Pacific Microwave Conference, 2011.